

Dos familias de controladores en modo de deslizamiento para un generador de inducción doblemente alimentado en un sistema aislado

Roberto Galindo del Valle, *Student Member, IEEE*, Maria Cotorogea Pfeifer, *Senior Member, IEEE*, and Domingo Biel Solé, *Member, IEEE*

Resumen — En este artículo se considera el control en modo de deslizamiento (SMC¹) de un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) que suministra a una carga RL aislada, en un sistema de generación de velocidad-variable/frecuencia-constante (VSCF). Para el control del DFIG parece conveniente utilizar una técnica robusta, debido a la existencia de variaciones en sus parámetros, causadas por razones como cambios en la temperatura de los devanados, histéresis y saturación. Por ello es que se ha considerado el SMC. Éste tiene varias características atractivas, como reducción de orden, robustez, rechazo a perturbaciones y, en ocasiones, implementación sencilla. En este trabajo, algunas ideas de SMC, que han sido usadas por Utkin y colaboradores para el control de par/velocidad del motor de inducción jaula de ardilla, se aplican para diseñar dos familias de controladores para regular la amplitud y la frecuencia del voltaje generado por el DFIG. También, se incluyen los primeros resultados de simulación.

Palabras clave — Sistemas de estructura variable, generadores de inducción, impulsores de velocidad variable, control de voltaje, control de frecuencia.

I. INTRODUCCIÓN

Debido al creciente interés por lograr un desarrollo sustentable a través del uso de energías renovables, desde finales de los 80's se ha dedicado un mayor esfuerzo a la investigación de los sistemas de conversión de energía eólica en eléctrica (WECSs). Para superar la naturaleza cambiante del viento, el problema de generar voltajes con frecuencia constante se resolvió inicialmente con WECSs de velocidad constante. Sin embargo, puede considerarse ventajosa la operación a velocidad variable del WECS, con el fin de aprovechar la energía adicional disponible cuando la velocidad del viento aumenta. En los WECSs de velocidad variable debe utilizarse un convertidor electrónico de

potencia, por lo que es posible clasificarlos como de manejo de potencia total (o directos en línea) y de manejo de potencia parcial, de acuerdo con la ubicación y capacidad del convertidor. En los primeros, el convertidor de potencia está conectado en serie con el generador (de inducción o sincrónico), por lo que debe procesar toda la potencia generada, con el fin de transformar los voltajes de amplitud y frecuencia variables en voltajes con amplitud y frecuencia constantes. Por su parte, en los de manejo parcial de la potencia el convertidor está conectado en un circuito secundario para controlar la operación del generador, por lo que sólo debe procesar una fracción de la potencia total (la potencia de deslizamiento), lo que constituye un ahorro en el costo del convertidor y proporciona un incremento en la eficiencia del sistema [1]. Este artículo está interesado en un WECS de manejo de potencia parcial, basado en un generador de inducción doblemente alimentado (DFIG), el cual es un sistema con un rango de velocidad limitado, alrededor de la velocidad sincrónica del generador. En particular, se considera un sistema aislado.

El WECS de velocidad variable para alimentar una carga aislada ya ha sido considerado anteriormente por otros investigadores. En [2] se propuso un esquema de control directo del voltaje del estator, mediante reguladores de tipo PI, que ofrece un buen desempeño dinámico, pero presenta algunas dificultades prácticas por ser dependiente de la carga. En [3] se presenta un sistema en el que el rotor es alimentado por una batería a través de un inversor PWM con fuente de corriente. También, se propone la regulación del valor *rms* del voltaje generado, lo cual resulta en apreciables errores en el voltaje, además de dependencia de la carga. En [4]-[6] se proponen diversos esquemas de control vectorial, utilizando reguladores de tipo PI, para un WECS en el que se usa un controlador back-to-back (B2B) que permite un intercambio de potencia entre el circuito rotórico y el estatórico. En todos ellos se propone un control indirecto del voltaje estatórico y se obtienen buenas respuestas dinámicas e independencia de la carga, pero existe la posibilidad de una degradación en el desempeño de control si los parámetros del DFIG cambian.

En este trabajo se propone el diseño de dos familias de controladores en modo de deslizamiento (SM) para el voltaje del estator con el fin de aprovechar las características de robustez y rechazo a perturbaciones que esta técnica ofrece. El artículo está organizado de tal forma que en la Sección II se

¹ Se usarán las siglas comunes en el idioma inglés.

R. Galindo, Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Interior internado Palmira s/n, col. Palmira. Cuernavaca, Morelos, 62490, México (e-mail: RobertoGalindo@cenidet.edu.mx).

M. Cotorogea, CENIDET (e-mail: pemcp@cenidet.edu.mx).

D. Biel, Universidad Politécnica de Cataluña (UPC), Dpt. d'Enginyeria Electrónica. E.U.P.V.G., c/ Víctor Balaguer s/n 08800- Vilanova i la Geltrú (Barcelona), España (e-mail: biel@eel.upc.es).

El primer autor agradece el apoyo económico otorgado por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) a través de la beca con número de registro 130885.

describe el sistema considerado y se presenta su modelo. En la Sección III se describe el procedimiento seguido en el diseño de los controladores SM. En la Sección IV se presentan los primeros resultados de simulación obtenidos, mientras que en la Sección V se ofrecen las conclusiones del trabajo realizado.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El WECS considerado se presenta en la Fig. 1. El WECS colecciona la energía del viento por medio de la turbina eólica (WT). Para ello, la WT produce un movimiento giratorio a través del tren motriz (DT), que transfiere la potencia coleccionada hacia el generador. Además, el DT aumenta la velocidad de giro por medio de la caja de engranes (GB). El generador (DFIG) transforma la energía mecánica que recibe en energía eléctrica para alimentar la carga (tanto principal como auxiliar). La operación del sistema se controla mediante el convertidor B2B.

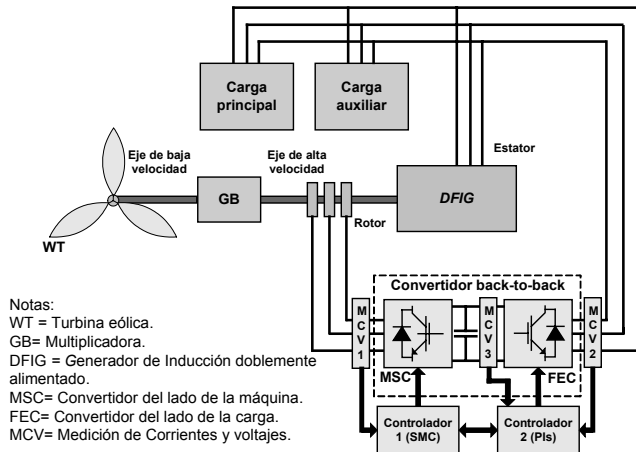


Fig. 1. Sistema de conversión de energía eólica en eléctrica (WECS) para suministrar una carga aislada.

Inicialmente, se ha considerado solamente una carga principal (de tipo RL) y se ha sustituido la turbina eólica con un motor de CD controlado en velocidad. Después se considerará la carga secundaria, con su control asociado, y la turbina será emulada experimentalmente usando un motor de CD controlado en par.

En el WECS considerado, el convertidor del lado de la carga (FEC) se encarga de regular el flujo de potencia entre el circuito rotórico y el estatórico, mediante un sistema de control configurado en cascada. En éste, el lazo interno se encarga del control de las corrientes del convertidor y el lazo externo de la tensión del bus de CD, tal como en [4]-[5]. Este artículo considera el diseño de dos familias de controladores SM que usan el convertidor del lado de la máquina (MSC) para regular la amplitud y la frecuencia del voltaje generado en el estator del DFIG.

La Fig. 2 muestra el subsistema eléctrico del WECS considerado. Nótese que los convertidores que forman el B2B son considerados como fuentes trifásicas de voltaje.

Al aplicar las Leyes de Kirchhoff (LVK y LCK) al circuito mostrado en la Fig. 2, y al considerar el modelo trifásico del DFIG dado en [7], es posible obtener las expresiones (1).

El modelo usado para el B2B se basa en [8]-[9]. Los voltajes a la salida de cada convertidor dependen de las señales de compuerta (g) y de la tensión en el condensador del bus de CD (V_0) como se muestra en las expresiones (2).

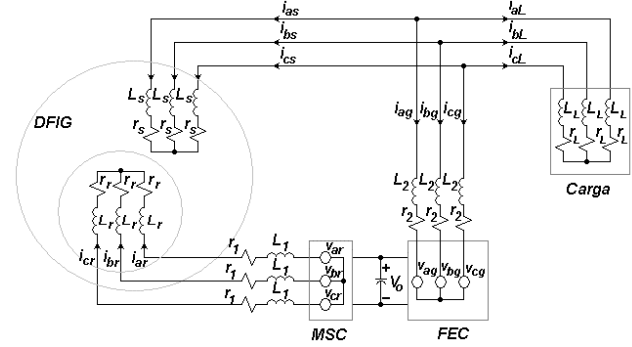


Fig. 2. Subsistema eléctrico del WECS considerado.

$$\frac{d(\mathbf{i}_{abc})}{dt} = \mathbf{A}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{B}_{abc} \mathbf{v}_{abc} \quad (1)$$

$$\mathbf{i}_L = -\mathbf{i}_s - \mathbf{i}_g$$

$$\mathbf{v}_L = \mathbf{v}_s = \mathbf{r}_s \cdot \mathbf{i}_s + d(\lambda_{abc})/dt$$

con:

$$\mathbf{A}_{abc} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} r_s \mathbf{I}_3 & d(\mathbf{L}_{sr})/dt & -r_2 \mathbf{I}_3 \\ d(\mathbf{L}_{sr})^T/dt & (r_r + r_l) \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_3 \\ -r_l \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_3 & -(r_2 + r_l) \mathbf{I}_3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_{abc} = \mathbf{L}^{-1}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_{sr} & -\mathbf{L}_2 \mathbf{I}_3 \\ (\mathbf{L}_{sr})^T & (\mathbf{L}_r + \mathbf{L}_l \mathbf{I}_3) & \mathbf{0}_3 \\ -\mathbf{L}_l \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_3 & -(\mathbf{L}_2 + \mathbf{L}_l) \mathbf{I}_3 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} \\ -\frac{1}{2} L_{ms} & -\frac{1}{2} L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} \\ -\frac{1}{2} L_{mr} & -\frac{1}{2} L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma) \\ \cos(\theta_r - \gamma) & \cos \theta_r & \cos(\theta_r + \gamma) \\ \cos(\theta_r + \gamma) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{i}_{abc} = [\mathbf{i}_s^T \quad \mathbf{i}_r^T \quad \mathbf{i}_g^T]^T$$

$$\mathbf{i}_\bullet^T = \mathbf{i}_{abc\bullet}^T = [i_{a\bullet} \quad i_{b\bullet} \quad i_{c\bullet}]$$

$$\mathbf{v}_{abc} = [\mathbf{v}_g^T \quad \mathbf{v}_r^T \quad \mathbf{v}_g^T]^T$$

$$\mathbf{v}_\bullet^T = \mathbf{v}_{abc\bullet}^T = [v_{a\bullet} \quad v_{b\bullet} \quad v_{c\bullet}]$$

$$\gamma = 2\pi/3$$

donde: r_s y r_r son las resistencias en los devanados del estator y del rotor (Ω), L_{ls} y L_{lr} son las inductancias de dispersión de un devanado estatórico o rotórico (H), L_{ms} y L_{mr} son las inductancias mutuas entre dos devanados del estator o dos del rotor (H), $L_{sr} \cos \alpha$, con: $\alpha = \theta_r, \theta_r + \gamma$ ó $\theta_r - \gamma$, son las inductancias mutuas entre un devanado del estator y otro del rotor (H), $\theta_r = \frac{P}{2} \theta_m$ es la posición angular de los ejes asociados con los campos rotóricos (rad), θ_m la posición angular mecánica del eje rotórico (rad) y P es el número de polos de la máquina.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{abc\bullet} &= \mathbf{A}_{abc}^{123} \cdot \mathbf{v}_{123\bullet} \\ \mathbf{v}_{abc\bullet} &= [v_{a\bullet} \quad v_{b\bullet} \quad v_{c\bullet}]^T \\ \mathbf{v}_{123\bullet} &= [v_{1\bullet} \quad v_{2\bullet} \quad v_{3\bullet}]^T \\ \mathbf{A}_{abc}^{123} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \\ v_{j\bullet} &= (2g_{\bullet j} - 1) \frac{V_o}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

$$g_{\bullet(j+3)} = 1 - g_{\bullet j}, \quad \text{and } j = 1, 2, 3$$

donde: $\bullet = r$ para el MSC y $\bullet = g$ para el FEC; $v_{i\bullet}$ es un voltaje de fase, con $i=a, b, c$; $v_{j\bullet} = \pm \frac{V_o}{2}$ es un voltaje interno del convertidor, $g_{\bullet j} = 0, 1$ es la señal de compuerta aplicada al interruptor j , con $j=1, 2, 3$, y V_o es la tensión en el bus de CD.

Para determinar la tensión en el bus de CD, se aplica la LCK al nodo superior del bus, con lo que se obtiene:

$$-i_{o1} + i_{o2} - I_0 = 0 \quad (3)$$

donde: I_0 es la corriente de entrada al condensador del bus de CD,

$i_{o2} = g_{g1}i_{ag} + g_{g2}i_{bg} + g_{g3}i_{cg}$ es la corriente de "salida" del FEC y

$i_{o1} = g_{r1}i_{ar} + g_{r2}i_{br} + g_{r3}i_{cr}$ es la corriente de "entrada" al MSC.

Así, el comportamiento de la tensión en el condensador del bus de CD estará dado por la siguiente expresión:

$$\frac{dV_0}{dt} = \frac{1}{C_0} I_0 = \frac{1}{C_0} (i_{o2} - i_{o1}) \quad (4)$$

Con el objeto de simplificar el diseño del controlador, es conveniente utilizar un modelo dq del WECS. Para ello, se aplica la transformación de abc a dq , dada en la Tabla I, al modelo trifásico (1), con lo que se obtiene el siguiente modelo bifásico:

$$\begin{aligned} \frac{d(\mathbf{i})}{dt} &= \mathbf{A} \mathbf{i} + \mathbf{B}_g \mathbf{v}_{dqg} + \mathbf{B}_r \mathbf{v}_{dqr} \\ \mathbf{i}_{dqL} &= -\mathbf{i}_{dqs} - \mathbf{i}_{dqg} \\ \mathbf{v}_{dqL} &= \mathbf{v}_{dqs} = r_s \cdot \mathbf{i}_{dqs} + \omega \mathbf{J}_2 \boldsymbol{\lambda}_{dqs} + d(\boldsymbol{\lambda}_{dqs})/dt \\ \boldsymbol{\lambda}_{dqs} &= L_s \cdot \mathbf{i}_{dqs} + M \cdot \mathbf{i}_{dqr} \end{aligned} \quad (5)$$

TABLA I
TRANSFORMACIÓN AL MARCO DE REFERENCIA ARBITRARIO [9]

Transformación directa
$\mathbf{f}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc} \cdot \mathbf{f}_{abc}$ $\mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$
$\mathbf{f}_{dq} = \mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta} \cdot \mathbf{f}_{\alpha\beta}$ $\mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \cos \phi & \sin \phi \\ -\sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix}$
Transformación inversa
$\mathbf{f}_{abc} = (\mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc})^+ \cdot \mathbf{f}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}_{abc}^{\alpha\beta} \cdot \mathbf{f}_{\alpha\beta}$ $\mathbf{A}_{abc}^{\alpha\beta} = (\mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc})^+ = \frac{3}{2} (\mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc})^T$
$\mathbf{f}_{\alpha\beta} = (\mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta})^{-1} \cdot \mathbf{f}_{dq} = \mathbf{A}_{\alpha\beta}^{dq} \cdot \mathbf{f}_{dq}$ $\mathbf{A}_{\alpha\beta}^{dq} = (\mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta})^{-1} = (\mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta})^T$
<p>donde: $\phi = \theta$ para las variables del estator y $\phi = \theta - \theta_r$ para las del rotor. Además, θ es la posición del marco de referencia considerado (rad). NOTA: El súper índice + denota la pseudo-inversa.</p>

$$\mathbf{A} = -\mathcal{L}^{-1} [\boldsymbol{\Omega}(\omega) \mathcal{L} + \mathbf{R}]$$

$$\mathbf{B}_g = \mathcal{L}^{-1} \cdot [\mathbf{I}_2 \quad \mathbf{0}_2 \quad \mathbf{I}_2]^T$$

$$\mathbf{B}_r = \mathcal{L}^{-1} \cdot [\mathbf{0}_2 \quad \mathbf{I}_2 \quad \mathbf{0}_2]^T$$

$$\mathcal{L} = \begin{bmatrix} L_s \mathbf{I}_2 & M \mathbf{I}_2 & -L_2 \mathbf{I}_2 \\ M \mathbf{I}_2 & L_r^* \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 \\ -L_L \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 & -L \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r_s \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 & -r_2 \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0}_2 & r_r^* \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 \\ -r_L \mathbf{I}_2 & \mathbf{0}_2 & -r \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}$$

$$\boldsymbol{\Omega}(\omega) \mathcal{L} = \begin{bmatrix} \omega L_s \mathbf{J}_2 & \omega M \mathbf{J}_2 & -\omega L_2 \mathbf{J}_2 \\ \omega_{rel} M \mathbf{J}_2 & \omega_{rel} L_r^* \mathbf{J}_2 & \mathbf{0}_2 \\ -\omega L_L \mathbf{J}_2 & \mathbf{0}_2 & -\omega (L_2 + L_L) \mathbf{J}_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{i}^T = [\mathbf{i}_{dqs}^T \quad \mathbf{i}_{dqs}^T \quad \mathbf{i}_{dqs}^T],$$

$$\mathbf{i}_{dq\bullet}^T = [i_{d\bullet} \quad i_{q\bullet}], \quad \mathbf{v}_{dq\bullet}^T = [v_{d\bullet} \quad v_{q\bullet}],$$

$$L_s = L_{ls} + M, \quad L_r = L_{lr} + M,$$

$$L_r^* = L_r + L_1, \quad r_r^* = r_r + r_1,$$

$$L = L_2 + L_L, \quad r = r_2 + L_L,$$

$$\omega = d\theta/dt, \quad \omega_r = d\theta_r/dt,$$

$$\omega_{rel} = \omega - \omega_r, \quad M = \frac{3}{2} L_{ms}, \quad \mathbf{J}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Por otro lado, es posible combinar las expresiones (1) para describir la ecuación del voltaje en el estator (o en la carga) en la forma siguiente:

$$\mathbf{v}_{dqs} = \mathbf{C} \mathbf{i} + \mathbf{D}_g \mathbf{v}_{dqs} + \mathbf{D}_r \mathbf{v}_{dqr} \quad (6)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{L}_{SM0} \mathbf{A} + (\mathbf{R}_{S00} + \mathbf{X}_{SM0})$$

$$\mathbf{D}_g = \mathbf{L}_{SM0} \mathbf{B}_g \quad \mathbf{D}_r = \mathbf{L}_{SM0} \mathbf{B}_r$$

$$\mathbf{L}_{SM0} = [\mathbf{L}_s \mathbf{I}_2 \quad \mathbf{M} \mathbf{I}_2 \quad \mathbf{0}_2]$$

$$\mathbf{R}_{S00} = [\mathbf{r}_s \mathbf{I}_2 \quad \mathbf{0}_2 \quad \mathbf{0}_2]$$

$$\mathbf{X}_{SM0} = [\omega \mathbf{L}_s \mathbf{J}_2 \quad \omega \mathbf{M} \mathbf{J}_2 \quad \mathbf{0}_2]$$

III. DISEÑO DE LOS CONTROLADORES

En un sistema aislado es necesario controlar la amplitud (V_s) y la frecuencia (f_e) del voltaje generado en el estator. Esto se asocia con los siguientes objetivos de control:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (V_s^* - V_s) = 0 \quad \text{and} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} (f_e^* - f_e) = 0 \quad (7)$$

donde: V_s^* y f_e^* son la amplitud y la frecuencia deseadas en el voltaje del estator, respectivamente.

Durante el diseño de los controladores se han seguido las ideas aplicadas por Utkin y colaboradores en el control del motor de inducción de jaula de ardilla (SCIM) en [9]-[10]. Las diferencias principales son: (i) el SCIM es alimentado y controlado por el estator, mientras el DFIG es alimentado tanto por el estator como por el rotor y se controla a través del circuito de este último (ii) Utkin *et al* realizan el diseño en un marco de referencia estacionario, mientras que en este trabajo se ha considerado un marco de referencia arbitrario. Debido a esto, en realidad se obtiene una familia de controladores, cada uno de ellos asociado a un marco de referencia particular. A continuación se describe el procedimiento de diseño y, en la siguiente sección, se presentan los controladores diseñados.

Considérense el sistema dado en (5) y las salidas definidas en (6). A continuación se definen las superficies (8) u (9) con el fin de satisfacer los objetivos de control (7). Nótese que con cada conjunto de superficies se obtendrá una familia de controladores.

$$\mathbf{s}_{1,2} = \mathbf{v}_{dqs}^* - \mathbf{v}_{dqs} \quad (8)$$

$$\mathbf{s}_{1,2} = \int_0^t (\mathbf{v}_{dqs}^* - \mathbf{v}_{dqs}) dt \quad (9)$$

donde: \mathbf{v}_{dqs}^* es el vector de voltaje estatístico deseado, que implícitamente contiene la amplitud y la frecuencia deseadas.

Las superficies definidas en (8) tienen una forma común relacionada directamente con los objetivos de control (7), mientras que las superficies (9) han sido definidas debido a que las operaciones asociadas con el diseño del controlador serán más simples que las correspondientes a las superficies (8).

Utkin *et al* no proponen un método general para el control de máquinas eléctricas. Del análisis de su trabajo se ha

definido el siguiente procedimiento:

- (I) Se determina la proyección del movimiento del sistema sobre el subespacio $\mathbf{s}_{1,2}$. Para ello, se combinan en forma apropiada (8), (6), (5) y la transformación dada en la Tabla I con el fin de obtener:

$$\dot{\mathbf{s}}_{1,2} = \mathbf{F}_{1,2} - \mathbf{D} \cdot \mathbf{v}_{123r} \quad (10)$$

$$\mathbf{F}_{1,2} = p \mathbf{v}_{dqs}^* - p \mathbf{C} \cdot \mathbf{i} - \mathbf{D}_r \cdot p \mathbf{v}_{dqr} - \dots$$

$$\dots - p (\mathbf{D}_g \mathbf{v}_{dqs}) - \mathbf{C} \mathbf{A} \cdot \mathbf{i} - \mathbf{C} \mathbf{B}_g \mathbf{v}_{dqs}$$

$$\mathbf{D} = \mathbf{D}_{1,2} \cdot \mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta} \cdot \mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc} \cdot \mathbf{A}_{abc}^{123}$$

$$= \mathbf{D}_{1,2} \cdot \mathbf{A}_{dq}^{\alpha\beta} \cdot \mathbf{A}_{\alpha\beta}^{abc}$$

$$\mathbf{D}_{1,2} = p \mathbf{D}_r + \mathbf{C} \mathbf{B}_r$$

donde: p es el operador diferencial d/dt .

Si, en cambio, se utilizan las superficies (9) se obtendrá:

$$\mathbf{F}_{1,2} = \mathbf{v}_{dqs}^* - \mathbf{C} \cdot \mathbf{i} - \mathbf{D}_g \mathbf{v}_{dqs}$$

$$\mathbf{D}_{1,2} = \mathbf{D}_r$$

- (II) Para verificar si es posible establecer el régimen de deslizamiento (sistema moviéndose sobre $\mathbf{s}_{1,2} = \mathbf{0}$) y encontrar el vector de control capaz de forzarlo:

- a. Se define la candidata a función de Lyapunov (11).

$$v = \frac{1}{2} \mathbf{s}_{1,2}^T \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{s}_{1,2} \geq 0 \quad (11)$$

$$\mathbf{Q} = [\mathbf{D}_{1,2} \cdot \mathbf{D}_{1,2}^T]^{-1}$$

- b. Es necesario que la función v sea decreciente, por lo que se determina su derivada en el tiempo usando (11) y (10):

$$\dot{v} = \mathbf{s}_{1,2}^T \cdot \mathbf{Q} \cdot (\mathbf{F}_{1,2} - \mathbf{D} \cdot \mathbf{v}_{123r}) + \frac{1}{2} \mathbf{s}_{1,2}^T \cdot \dot{\mathbf{Q}} \cdot \mathbf{s}_{1,2} \quad (12)$$

- c. Ahora se define la siguiente transformación para las superficies de deslizamiento:

$$\mathbf{s}^* = \mathbf{D}^+ \mathbf{s}_{1,2} = [\mathbf{s}_1^* \quad \mathbf{s}_2^* \quad \mathbf{s}_3^*]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{D}^+ = \mathbf{D}^T [\mathbf{D} \cdot \mathbf{D}^T]^{-1} = \frac{3}{2} \mathbf{D}^T \mathbf{Q}$$

- d. Y se propone el vector de control (14).

$$\mathbf{v}_{123r} = \frac{1}{2} V_0 \text{sign}(\mathbf{s}^*) \quad (14)$$

$$\text{sign}(\mathbf{s}^*) = [\text{sign}(s_1^*) \quad \text{sign}(s_2^*) \quad \text{sign}(s_3^*)]^T$$

- (III) De esta manera, usando (13) y (14), la expresión (12) puede ser rescrita en la forma siguiente:

$$\dot{v} = (\mathbf{s}^*)^T \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{F}_{1,2} + \frac{1}{2} \mathbf{s}^T \cdot \dot{\mathbf{Q}} \cdot \mathbf{s} - \dots \quad (15)$$

$$\dots - \left(\frac{2}{3}\right)^2 \left(\frac{1}{2} V_0\right) \left(2 |s_l^*| + |s_m^*| + |s_n^*|\right)$$

$$\text{donde: } l \neq m \neq n, \text{ y } l, m, n \in \{1, 2, 3\}.$$

De (15) se tiene que debe existir una tensión en el bus de

CD (V_0) suficientemente alta que asegure que $\dot{v} < 0$ para toda posible combinación de l, m y n , mientras que $\|\mathbf{s}^*\| \neq 0$ e independientemente de los posibles cambios en los primeros dos términos de \dot{v} . Esto implica que el régimen de deslizamiento puede alcanzarse en un tiempo finito mediante la conmutación directa de las componentes de control v_{1r} , v_{2r} y v_{3r} dadas en (14).

La implementación del controlador debe considerar los siguientes pasos: (i) adquirir las variables necesarias y transformarlas al marco de referencia considerado, (ii) calcular las superficies (8) o (9) y transformarlas con (13), (iii) determinar tanto el vector de control \mathbf{v}_{123r} (14), como las señales de compuerta g_{rj} definidas en el conjunto de expresiones (2) y (v) aplicar las señales de compuerta a los interruptores correspondientes del convertidor del lado de la máquina (MSC).

Deben resaltarse algunos puntos: (A) La expresión (13) considera implícitamente la transformación de marco de referencia, de tal suerte que su forma final depende de la orientación elegida; (B) los primeros dos términos de (15) dependen de los parámetros del sistema contenidos tanto en las matrices \mathbf{Q} y $\mathbf{D}_{1,2}$ como en el vector $\mathbf{F}_{1,2}$ y también de la orientación del marco de referencia. De hecho, y considerando parámetros fijos, la orientación considerada podría afectar las condiciones de establecimiento del régimen deslizante. De acuerdo con esto, puede haber marcos de referencia en los que es más “fácil” establecer el régimen de deslizamiento. En consecuencia, es posible que la tensión en el bus de CD pueda ser más pequeña en dichos marcos de referencia; (C) si la transformación (13) toma la forma $\mathbf{s}^* = \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{s}$, entonces la candidata a función de Lyapunov (11) puede ser definida como $v = 0.5 \cdot \mathbf{s}^T \cdot \mathbf{s} \geq 0$ y su derivada no dependerá de los elementos de la matriz \mathbf{Q} . Actualmente esta idea está siendo investigada con mayor detenimiento; (D) en marcos de referencia sincrónicos la amplitud del voltaje del estator es considerada en forma explícita, mientras que la frecuencia deseada se considera solamente a través de las fórmulas de transformación, en forma similar a como se hace en [4]-[5]. Sin embargo, en un marco de referencia estacionario tanto la amplitud como la frecuencia son considerados en forma explícita, lo cual podría significar que es posible obtener un mejor control de frecuencia; y, finalmente, (E) una ventaja interesante de los controladores SM propuestos, con respecto a los controladores PI en cascada de que se usan en el control vectorial clásico, es que solamente se requieren mediciones de voltaje del estator y de posición/velocidad mecánica, cuando se utiliza un marco de referencia estacionario. En otros marcos de referencia, también es necesario medir/observar las variables asociadas con la orientación del marco de referencia.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En las simulaciones se ha considerado un DFIG de 50 hp, un motor de CD de 200 hp y una carga RL trifásica, cuyos parámetros son: (i) $r_s = 0.087 \Omega$, $L_s = L_{lr} = 0.8 \text{e-}3 \text{ H}$, $r_r = 0.228$

Ω , $L_m = 34.7 \text{e-}3 \text{ H}$, $P = 2$, para el DFIG, (ii) $r_f = 12 \Omega$, $L_f = 9 \text{ H}$, $r_a = 0.012 \Omega$, $L_a = 35 \text{e-}5 \text{ H}$, $L_{af} = 0.18 \text{ H}$, $J_m = 30 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$, para el motor de CD y (iii) $r_L = 10 \Omega$ y $L_L = 0.015 \text{ H}$. Se ha supuesto que el motor de CD, que impulsa al DFIG, posee una velocidad inicial de 391.5 rpm y que es controlado para girar a una velocidad deseada de 400 rpm. El motor de CD está acoplado mecánicamente con el DFIG, a través de un eje rígido sin fricción y con una caja de engranes ideal de relación 4. También, se supone que inicialmente la tensión en el bus de CD es igual a su valor deseado. Por último, en las figuras correspondientes, se presentará el voltaje del estator *filtrado*, con un filtro pasa-banda de segundo orden.

Para el controlador diseñado con las superficies (8) la matriz $\mathbf{D}_{1,2}$ es:

$$\mathbf{D}_{1,2} = \frac{1}{d^2} \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ -a_2 & a_1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$a_1 = M \left[L_2 L_L (r_s L L_r^* + r_r^* L L_s + r_r^* L_2 L_L) - \sigma (r_L L_2^2 + r_2 L_L^2) \right]$$

$$a_2 = M L_2 L_L d \omega_r, \quad d = \sigma L + L_2 L_L L_r^*$$

$$\sigma = (L_s L_r^* - M^2)$$

Este controlador ha sido simulado en Simulink/MATLAB® en un marco de referencia estacionario y uno sincrónico orientado con el vector de voltajes del estator. En este último, la tensión en el bus de CD debe ser demasiado grande con el fin de establecer el régimen de deslizamiento, lo cual implica que si bien el control SM es teóricamente posible en este marco de referencia, también es prácticamente inviable. En el marco de referencia estacionario se obtuvieron mejores resultados, debido a que la expresión (15) impone restricciones menos severas sobre la tensión en el bus de CD. La Fig. 3 muestra algunos resultados de simulación correspondientes. Nótese que el régimen de deslizamiento se establece en medio ciclo de la señal eléctrica generada. La amplitud y la frecuencia deseadas son $v_s^* = 220\sqrt{2} \text{ V}$ y $f_e^* = 60 \text{ Hz}$, respectivamente. Se ha utilizado una tensión de 600V en el bus de CD, controlada mediante PIs.

Para el controlador diseñado con las superficies (9) la matriz $\mathbf{D}_{1,2}$ es:

$$\mathbf{D}_{1,2} = \frac{M L_L L_2}{d} \mathbf{I}_2 \quad (17)$$

Este controlador también ha sido simulado en el marco estacionario y en el orientado con el vector de voltajes del estator. En este último se han obtenido los mejores resultados, a diferencia del caso anterior. Sin embargo, la tensión en el bus de CD tiene que ser relativamente más grande para obtener resultados aceptables, por lo que puede ser considerado inviable en la práctica. La Fig. 4 muestra algunos resultados de simulación correspondientes. Nótese que el régimen de deslizamiento se establece en casi medio ciclo de la señal eléctrica generada. Se ha utilizado una tensión en el bus de CD igual a 1100 V.

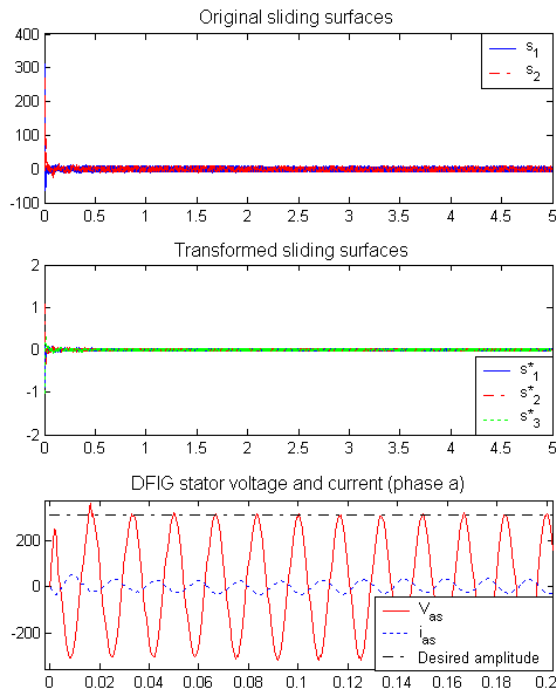


Fig. 3. Resultados de simulación del primer controlador.

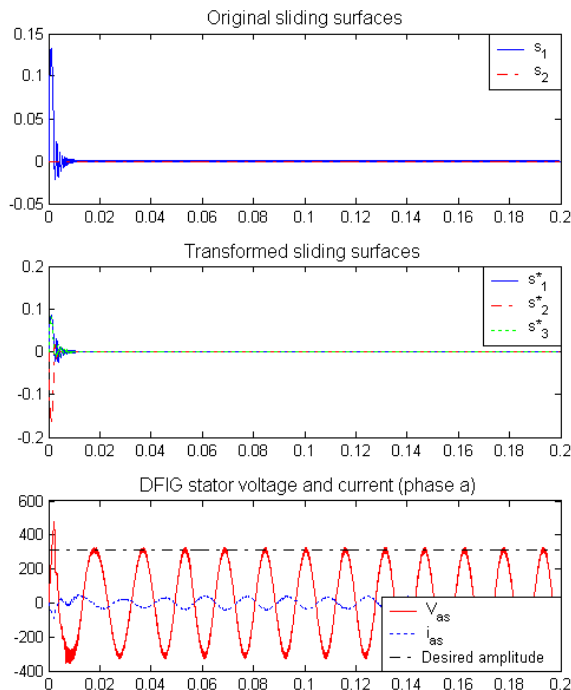


Fig. 4. Resultados de simulación del segundo controlador.

V. CONCLUSIONES

En este artículo se ha presentado el diseño de dos familias de controladores en modo de deslizamiento (SM) para regular el voltaje generado por un DFIG que suministra una carga RL aislada. El diseño ha sido realizado siguiendo el mismo procedimiento que Utkin *et al* utilizaron para el control de par/velocidad del motor de inducción con rotor jaula de ardilla. Además, se han presentado los primeros resultados de simulación, que muestran un buen desempeño. No obstante,

aún es necesario verificar la robustez de los controladores, así como algunos aspectos relacionados con su implementación práctica.

VI. REFERENCIAS

- [1] S. Müller, M. Deicke, and R.W. De Doncker, "Doubly fed induction generator systems," *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 26-33, May-June 2002.
- [2] S. Tnani, S. Diop, S.R. Jones, and A. Berthon, "Novel Control Strategy of Double-fed Induction Machines," *EPE '95*, Sevilla, 6 pp.
- [3] A. Mebarki, and R.T. Lipczynski, "A Novel Variable Speed Constant Frequency Generation System with Voltage Regulation," *EPE '95*, Sevilla, 7 pp.
- [4] R.S. Peña, G.M. Asher, J.C. Clare, and R. Cardenas, "A constant frequency constant voltage variable speed stand alone wound rotor induction generator," *Opportunities and Advances in International Power Generation*, pp. 111-114, Conference Publication No. 419, March 1996.
- [5] R. Peña, J.C. Clare, and G.M. Asher, "A doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters supplying an isolated load from a variable speed wind turbine," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 143, No. 5, pp. 380-387, September 1996.
- [6] R.S. Peña, R.J. Cardenas, G.M. Asher, and J.C. Clare, "Vector controlled induction machines for stand-alone wind energy applications," *Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Vol. 3, pp. 1409-1415, 8-12 Oct. 2000.
- [7] Paul C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, Singapore: Mc Graw Hill Company, 1987.
- [8] V.F. Pires, and J.F. Silva: "Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and Control of Electronic Power Converters Using MATLAB/SIMULINK," *IEEE Transactions on Education*, Vol. 45, No. 3, pp. 253-261, August 2002.
- [9] V.I. Utkin, J. Güldner, and J. Shi: *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, Florida: CRC Press, 1999.
- [10] V.I. Utkin: "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 1, pp. 23-36, Feb. 1993.

VII. BIOGRAFÍAS



Roberto Galindo del Valle (S'2006) es Ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Ciudad Madero (ITCM, 1997) y Maestro en Ciencias de la Ingeniería Electrónica por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET, 2001). Ha sido Profesor interino en el ITCM (1997-1998, 2001-2002) y de tiempo parcial en el Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, campus Tampico (ITESM, 2002).

Actualmente es Profesor de tiempo parcial con licencia en el ITCM y estudiante de Doctorado en el CENIDET. Sus áreas de interés son los sistemas electrónicos de potencia aplicados a energías renovables, el control en modo de deslizamiento, el control neuro-difuso y el soft-computing.



Maria Cotorogea Pfeifer (SM'2003) obtuvo el título "Dipl.-Ing." en ingeniería eléctrica de la Universidad Técnica de Dresden, Alemania, en 1990 y el título "Dr.-Ing." en ingeniería eléctrica de la Universidad Técnica de Berlín, Alemania, en 1993.

De 1993 a 1994 hizo una estancia posdoctoral en el Departamento de Comunicaciones del Instituto de Investigaciones Eléctricas (IIE) en Cuernavaca, México. Trabajó como investigadora en el Departamento de Simulación del IIE en 1995. De 1993 a 1996 tuvo un contrato de consultoría con el Departamento de Semiconductores de la empresa Siemens AG (ahora Infineon Technologies). Desde 1996 trabaja en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) en Cuernavaca, México, donde es actualmente

profesor-investigador del Departamento de Ingeniería Electrónica con carga docente en los Programas de Maestría y Doctorado.

La Dra. Cotorogea ha publicado más de 40 artículos en revistas internacionales y conferencias de prestigio en su área. Su investigación se centra en el modelado y la simulación de convertidores de potencia, el modelado físico, la simulación y caracterización de dispositivos semiconductores de potencia, así como en la calidad de la energía eléctrica y convertidores de potencia para sistemas de conversión eolieléctrica.

Es Senior Member del IEEE desde el año 2003 y Miembro *at-large* del Comité Administrativo (AdCom) de la Sociedad de Electrónica de Potencia (PELS) del IEEE desde el año 2004.



Domingo Biel Solé (S'97-M'99) recibió los títulos de Ingeniero Técnico de Telecomunicación, especialidad en Equipos Electrónicos, Ingeniero de Telecomunicación y Doctor Ingeniero de Telecomunicación, por la Universidad Politécnica de Cataluña, en los años 1990, 1994 y 1999, respectivamente.

Desde 1998 es profesor titular del departamento de Ingeniería Electrónica de la Universidad Politécnica de Cataluña, donde ha impartido e imparte clases de teoría de control, electrónica de potencia y sistemas electrónicos de potencia aplicados a energías renovables. Es autor/coautor de varias comunicaciones en revistas y congresos internacionales. Su área de interés está relacionada con el control no lineal, el control en modo de deslizamiento y la electrónica de potencia.